

利用条件切换调节方式提高 控制系统的调节品质

任 秀 珍

(科研处)

摘 要

本文从改善连续控制系统出发,研究提高经典调节器的途径。作者曾通过模拟实验得出按调节偏差的大小实行P-PI切换调节,大大减少系统的超调量和调节时间,而且在经典调节器线路的基础上作某些改进,就可以演变成另一种全新的工业调节器。本文详细分析这种演变的过程,并探讨了P-PI切换调节器的组成线路,作者深信,这种调节仪表可能会取代PID调节器,成为一种通用的工业调节器。

一、前 言

工业生产过程控制系统的设计方法,由于受控制理论与元器件发展迅速的影响,近十多年来不断处于更新的状态,经典调节器及补偿校正方法面临着微型计算机的挑战,看来正在逐渐失去支配性的优势。微型计算机由于具有记忆、判断及高速计算能力,在许多高质量的控制方面占据着明显的优势,但从下列几个方面看,经典调节器仍然有很强的竞争能力:(1)被控变量较少的系统,由于经典调节器不需要专门的A/D与D/A转换器,在这种情况下,它的功能价格比可大大低于微机控制装置;(2)对于慢速对象,模拟调节具有比数字调节更理想的实时性;(3)管理维护简单;(4)环境的适应能力较强。但是经典调节器具有一个相当明显的缺点,引入逻辑判断的调节规律比较困难。可以预计在相当长的时间内,工业过程控制主体的调节控制仪表,仍然是经典调节器。为适应新的技术发展形势和生产过程高速度与大量发展趋势的要求,研究逻辑判断规律引入经典调节器,研究现代控制理论的典型化方法及其借助于经典调节器的实现方式,是自动化仪表行业的主攻方向之一。本文以经典调节器(即PI、PD及PID调节器类仪表)为主体结构,研究并分析提高控制系统品质为目标的衍生调节装置。

二、基本调节功能的比较

为比较P、I、PI与PID的调节性能,作者曾在DMJ-3A电子模拟计算机上,对典型的工

本文1987年1月7日收到。

业对象特性 $G_0 = -\frac{K_0 e^{-\tau s}}{T_0 s + 1}$ ，按照经典调节器最佳参数整定的方法——Chien, Hrones, Reswick 法^[1]进行整定，得到一组调节结果列于表1—4。

表 1 P 调节方式

序号	对象参数			最佳整定参数 比例增益 K_P	超调量 (%)
	K_0	$\tau(s)$	$T_0(s)$		
1	1.0	5	30	1.8	20
2	1.2	10	30	0.75	22
3	1.4	15	30	0.43	35
4	1.6	20	30	0.28	40
5	1.8	25	30	0.20	45
6	2.0	30	30	0.15	50
7	2.5	35	0	0.10	53
8	3.0	40	0	0.075	56
9	3.5	45	30	0.057	59
10	4.0	50	30	0.045	62

表 2 PI 调节方式

序号	对象参数			最佳整定参数		超调量 (%)
	K_0	$\tau(s)$	$T_0(s)$	比例增益 K_P	积分时间 $T_i(s)$	
1	1.0	5	30	3.6	20	25
2	1.2	10	30	1.5	40	30
3	1.4	15	30	0.83	60	45
4	1.6	20	30	0.56	80	50
5	1.8	25	30	0.40	100	55
6	2.0	30	30	0.30	120	60
7	2.5	35	30	0.20	140	65
8	3.0	40	30	0.15	160	70
9	3.5	45	30	0.114	180	75
10	4.0	50	30	0.09	200	80

表 3 I 调节方式

序号	对象参数			最佳整定参数 $T_i(s)$	超调量 (%)
	K_0	$\tau(s)$	$T_0(s)$		
1	1.0	5	30	15	52
2	1.2	10	30	30	56
3	1.4	15	30	45	60
4	1.6	20	30	60	65
5	1.8	25	30	75	70
6	2.0	30	30	90	75

表 3(续)

序号	对 象 参 数			最佳整定参数 $T_i(s)$	超 调 量 (%)
	K_0	$\tau(s)$	$T_0(s)$		
7	2.5	35	30	105	79
8	3.0	40	30	120	83
9	3.5	45	30	135	87
10	4.0	50	30	150	90

表 4 PID调节方式

序号	对 象 参 数			最 佳 整 定 参 数			超 调 量 (%)
	K_0	$\tau(s)$	$T_0(s)$	K_P	T_i	$T_D(s)$	
1	1.0	5	30	5.4	12	2	20
2	1.2	10	30	2.25	24	4	21
3	1.4	15	30	1.29	36	6	26
4	1.6	20	30	0.84	48	8	37
5	1.8	25	30	0.60	60	10	45
6	2.0	30	30	0.45	72	12	52
7	2.5	35	30	0.30	84	14	56
8	3.0	40	30	0.225	96	16	60
9	3.5	45	30	0.171	108	18	65
10	4.0	50	30	0.135	120	20	70

从上述实验可以得出单纯的积分调节规律超调量最大, 在 τ/T 较小的场合下, PID 类调节器在这些调节器中有最小的超调量, 而当 $\tau/T > 0.83$ 时, P 调节规律则有更小的超调量, 超调量是控制系统品质的一个重要指标。但是衡量控制系统的调节品质不仅是超调量一个指标, 还有余差、调节时间、上升时间。工业生产过程特性以自衡对象居多, 对于这种对象只需在调节过程的后期, 调节规律包括有积分功能, 总是可以消除余差, 因此很久以前就有人设想将调节过程分成前、后两种期间, 各采用不同的调节规律, 前期的控制目标是快速响应扰动, 使被控制变量高速逼近给定值, 后期的控制目标是系统的稳定性, 通过试验与理论分析, 作者认为这种前、后两期不同的调节规律是可以实现的。

三、切换调节器的基本要求

早在七十年代初期, 日本横河电机制作所就生产一种按调节器输出大小分期的 PI-P 调节器, 并将产品归纳入 I 系列仪表的一个品种。1980 年以后, 国内一些主干自动化仪表厂亦相继仿造这种仪表, 可惜订户甚微, 原因是该线路的设计原意图是用于间歇式的控制系统, 应用于连续调节, 按输出信号分段难以区别调节过程的前期与后期, 尤其是当并入积分控制作用以后, 积分作用的无定位特性使分期判别显得十分含糊。为了进一步提高经典调节器的竞争能力, 作者曾研究一种按偏差分段的 P-P_i 切换调节方式。大偏差表示控制对象处于经受扰

动影响的前期,小偏差表示系统克服扰动的影响处于后期。前期可以采用较强的调节作用,因此调节方式为P,后期采用较弱的调节作用,因此采用PI调节方式。这样既提高系统抗干扰影响的速度,又提高系统的稳定度,减少系统在调节过程的波动度,调节时间可以大幅度减少。所谓前期调节作用加强是指前期采用的比例增益比P调节器的最佳整定参数大,后期调节作用减弱是指后期采用的PI调节的比例增益比PI调节器的最佳整定参数小,而积分时间比PI调节器的最佳整定参数大。

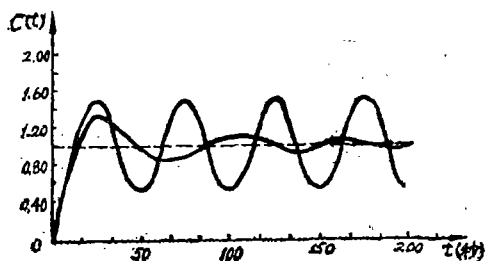


图 1

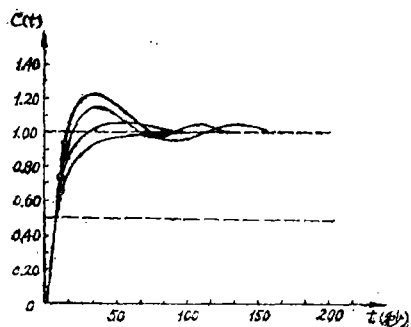


图 2

O——切换点位置。

图1表示下列对象特性

$$G(s) = \frac{10e^{-20s}}{40s + 1} \quad (1)$$

和比例调节器

$$D(s) = K_p \quad (2)$$

组成闭环控制系统,在整定参数为 $K_p^* = 0.26$ 时是 $\frac{1}{4}$ 衰减振荡调节过程,其振荡周期为72s,调节时间216s,超调量约为25%。当 K_p 增加到0.52时,系统出现等幅振荡,此时的振荡周期约为68.5s,如图1所示。当我们在扰动的初期采用较大的 K_p ,而在偏差较小时采用稳定度更高的PI整定参数,得到图2所示的给定值单位响应过程曲线。所谓稳定度更高的PI整定参数,就是设置PI调节器的整定参数时, K_p 比表2取值更小,因而 T_i 比表2取值更大(本例实验取 K_p 为表2的1/2, T_i 为表2的1.5倍)。但是工业过程控制对象时常不是式(1)所描述的形式,式(1)仅仅是其粗略描述的一种形式,所以希望设计的P-PI输入偏差条件切换调节方式,除了具有调节参数可现场调整外,还应具备切换点可调整的设施。

四、P-PI输入偏差条件切换调节器的组成

根据调节器的设计要求,我们研制的调节器线路组成如图3所示。图中 U_R 与 U_C 分别表示给定值信号与被控制变量的测量信号, K_{22} 是由于手操器带动的双联切换开关。当 K_{22} 置于“自动”表示该调节器处于闭环投运状态,当 K_{22} 置于“手动”表示该调节器处于开环状态,由手操器双向投运开关实行软手操,可以控制调节器的输出信号大小(当 R_M 与+24V恒压电源接通,输出至负载 R_Z 的电流减少,当 R_M 接0V恒压电源时,流经 R_Z 的直流信号增大,软手操开关处于中间位置时,输出电流保持不变)。图3上面部分的线路是DDZ-III型调节器通用线路的一个部分,图3下面部分是作者为实现按偏差大小进行P-PI切换所设计的部分。运

算放大器 A_4 、 A_6 与 A_7 为调整偏差切换点的线路, 根据被控制对象的要求调整电阻 R_{p3} , 即可调整 U_4 与 U_7 的大小, U_4 为正偏差的切换点, U_7 为负偏差的切换点。

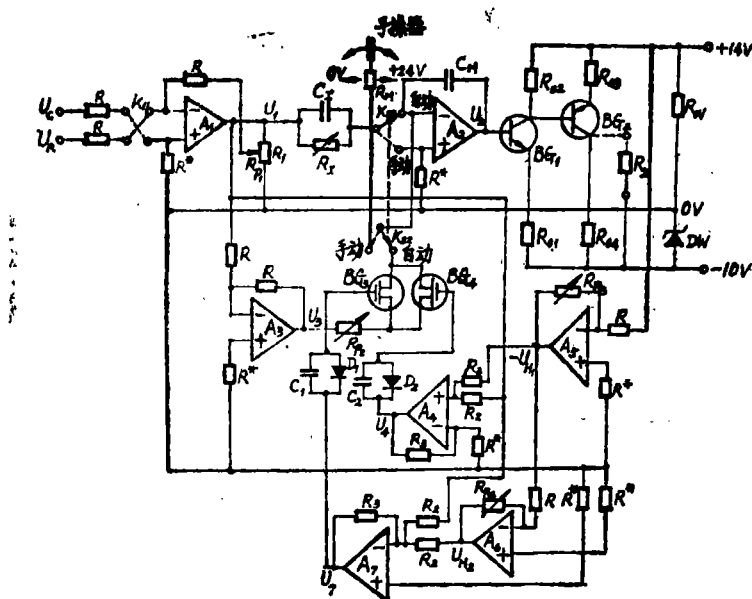


图 3

由图 3 知道, 运算放大器 A_1 的输出信号 U_1

$$U_1 = \pm K_{p1}(U_R - U_c) = \pm K_{p1}e \quad (3)$$

U_1 的极性由正或反的作用切换开关决定, K_{p1} 由可调电位器 R_{p1} 的位置确定, 这是工业自动化仪表典型的输入线路。 e 代表给定值与测量值的偏差, 即 $e = U_R - U_c$ 。当 U_1 为正, 且 $|U_1| > |U_{H1}|$ 时, U_4 为正, 此时场效应管 BG_4 导通。当 U_1 为负, 且 $|U_1| > |U_{H2}|$ 时, 场效应管 BG_3 导通。由于 U_{H2} 为 U_{H1} 的反相电压信号, 所以只要 $|U_1| > |U_{H1}|$, BG_3 与 BG_4 就有一个导通, 而当 $|U_1| < |U_{H1}|$ 时, BG_3 与 BG_4 均不导通。下面分二种情况进行讨论:

(1) 当 BG_3 与 BG_4 均不导通的情况:

U_3 至运算放大器 A_2 的负相输入端的通道被无触点开关切断。此时若开关 K_{22} 置于自动状态, 则有

$$U_2(s) = - \frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} U_1(s) \quad (4)$$

式中

$$Z_f(s) = \frac{1}{C_M s}$$

$$Z_i(s) = \frac{R_i}{R_i C_i s + 1}$$

故有

$$U_2(s) = - \frac{R_I C_I s + 1}{R_I C_M s} U_1(s) \quad (5)$$

当取 $C_M = C_I$ 时, 有

$$U_2(s) = -(1 + \frac{1}{T_I s}) U_1(s) \quad (6)$$

式中

$$T_I = R_I C_I = R_I C_M$$

由式(3)与式(6)得到

$$U_2(s) = \mp K_{p1} (1 + \frac{1}{T_I s}) e(s) \quad (7)$$

(2) 当 BG_3 与 BG_4 有一个导通的情况:

由图3知道, $U_3 = -U_1$, 因此当 BG_3 或 BG_4 有一个导通时, 相当于另外再加一个信号 $(-U_1)$ 至 A_2 的负相输入端, 此时有

$$U_2(s) = \mp K_{p1} e(s) \quad (8)$$

式(8)与式(7)说明, 在大偏差时调节器具有比例调节功能, 在小偏差时调节器具有比例积分的调节功能, 现在的问题是在P调节时要求 K_{p1} 比其规定的整定参数更大。由表1与表2可以看出P调整的 $(K_{p1})_P$ 比PI调整的 $(K_{p1})_{PI}$ 在最小超调量的情况下约有

$$2(K_{p1})_P \approx (K_{p1})_{PI} \quad (9a)$$

或

$$(K_{p1})_P \approx \frac{1}{2} (K_{p1})_{PI} \quad (9b)$$

显然, 如果PI调节时按表2的参数整定, 则由PI调节切换至P调节时, $(K_{p1})_P$ 会比规定的整定参数大一倍左右。这就达到大偏差时的快速调节作用。积分时间常数 T_I 可由人工事先调整 R_I (双联同步等阻电位器) 来实现, 使 $R_I C_I$ 值大于表2所列出的对应值一倍左右即可。

调节器的输出回路采用的是DDZ-III型的标准线路。

参 考 文 献

- [1] Chen, Hrones, Reswick. On the Automatic Control of Generalized Passive Systems, Trans. ASME., 74, 2 (1952).
- [2] 王永初、任秀珍编著, 现代调节器及其应用, 重庆出版社, (1986).
- [3] 机械工业部重庆工业自动化仪表研究所编著, DDZ-III型调节仪表及其应用, 重庆出版社, (1985).

Using Conditional Switching to Improve Regulating Quality of Control System

Ren Xluzhen

Abstract

This paper deals with the way to improve regulating quality of control system by reconstructing the classical regulator.

A new P-PI switching regulation, implemented in accordance with the range of regulating deviation, was obtained from a simulation experiment. With which the control system shows a minimum overshoot and minimum setting time.

The classical regulator can thus be developed into this new switching regulator of which the development was analysed and the circuits were discussed here in detail.

The author believes that PID regulator would soon be given place to this new industrial regulator.